

TV □源原理

品□工程部

林□恩

FEB-22-05

LCD TV 光源介绍



因液晶屏本身没有发光功能，就需要在液晶屏后加一个照明系统，背光照明系统由光源部件、能使光均匀照射在液晶表示面的导光板和光源部件的光源构成。光源在光源部件的主流被称作冷阴极管的导光管。其发光原理与室内照明用的阴极管类似，但不需要象阴极管那先通电灯，它在低温状态下就能点亮，因此叫冷阴极管。但要驱动这种冷阴极管需要能输出 1000~1500V 交流电压的特殊光源。

由于一般市用电网提供的是 220V/50Hz 或 110V/60Hz 的交流电压，而显示器（不管是早期的 CRT 管，还是新兴的 LCD 显示器，乃至 LCD - TV）的大部分电路是工作在低电压的条件下，所以需要在显示器上配置有电源电路。其作用就是将市网的交流电压转换成 12V 的直流电压输出，从而向显示器供电。由于显示器内部的主板上没有 DC-DC 转换器以得到 8V/5V/3.3V/2.5V 电压，所以电源输出的 12V 的直流电压就能满足显示器工作的要求。于此，要驱动一特殊的光源，就要从 12V 直流电压升到 1000~1500V 交流电压，这就是 Inverter。而从交流电压降到 12V 直流电压的即 Adapter。

早期，冠捷电子采用 Adapter 和 Inverter 分开的方式驱动显示器的供电。Adapter 采用的 PWM IC 为 UC3842 或 UC3843、Inverter 采用的 PWM IC 为 TL1451。后来，出于 Cost down 的考虑，采用 Adapter 和 Inverter 一体化的方案，Adapter 部分采用的 PWM IC 为 SG6841、Inverter 部分采用的 PWM IC 为 TL1451。随着灯管的增加及所需的功率不断增加，Inverter 部分回路的电路方案得到改进，由原来的 Royer 回路改成全桥式回路，因此用到 OZ960IC。

第一□、开关□源的基本工作原理

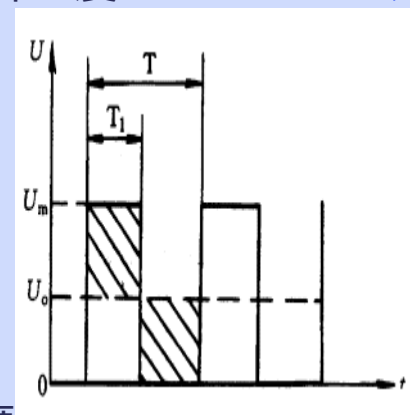
开关□源是利用□□比率控制（Time Ratio Control, □写□ TRC）的方法来控制□□□出的。按 TRC 控制原理，有以下三种方式：

1) 脉冲□度□制（Pulse Width Modulation, □写□ PWM）。开关周期恒定，通□改□脉冲□度来□□改□占空比的方式。

2) 脉冲□率□制（Pulse Frequency Modulation, □写□ PFM）□通脉冲□度恒定，通□改□开关工作□率来改□占空比的方式。

3) 混合□制□通脉冲□度和开关工作□率均不固定，彼此都能改□的方式，它是以上二种方式的混合。

在目前开口和使用的开关□源集成□路中，□大多数也□脉□□制型。本□□采用的就是脉□□制型（PWM）开关□□□源，其基本原理可参□右□。



脉□□制型

□于□极性矩形脉冲来□，其直流平均□□ U_o 取决于矩形脉冲的□度，脉冲越□，其直流平均□□□就越高。直流平均□□ U_o 可由公式□算，即

$$U_o = U_m \times T_1 / T$$

式中 U_m — 矩形脉冲最大□□□；

T — 矩形脉冲周期；

T_1 — 矩形脉冲□度。

从□式可以看出，当 U_m 与 T 不□□，直流平均□□ U_o 将与脉冲□度 T_1 成正比。□□，只要我□□法使脉冲□度随□□□源□出□□的增高而□窄，就可以达到□定□□的目的。

此外，因各种不同的输出功率，开关电源按 DC/DC 变换器的工作方式分又可分为反激式（Flyback）、正向式（Forward）、全桥式（Full Bridge）、半桥式（Half Bridge）和推挽式（Push-Pull）等电路拓扑（Topology）结构。其中单端反激式开关电源是一种成本最低的电源电路，输出功率 $20 \sim 100 \text{ W}$ ，可以同输入输出不同的电压，且有较好的电压调整率，应用广泛其典型的电路如图所示。

藉由 PWM IC 控制开关管的导通与否，配合次级侧的二极管和电容，即可得到一定 DC 电压的输出。输入 U_i 含有一定交流成份的直流电压，由开关功率管导波和高频变压器降压，将能量存储在变压器的能量耦合次级侧，经整流成所需电压的方波，最后再将这个方波经整流滤波得到所需要的直流电压。此外改变变压器初、次级的圈数，就可以得到想要的 DC 电源。PWM 控制电路是单端开关电源的核心，它通过取反反馈回路，调整高开关元件的开关占空比比例即占空比，以达到稳定输出的目的。

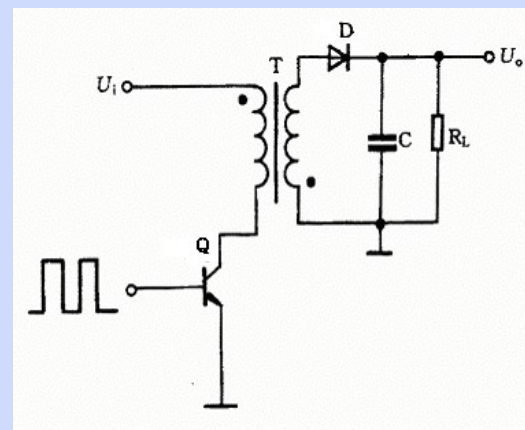


图 1-1 反激式开关电源典型电路结构

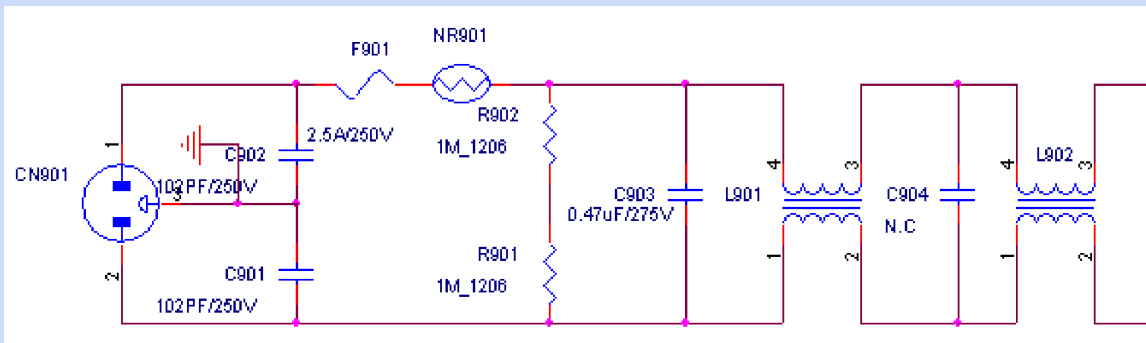
由于高频变压器的磁芯只有一个输出端，而 MOS 开关功率管导通时，次级整流二极管截止，能量就存储在高频变压器的初级电感圈中；当 MOS 功率管关断时，整流二极管导通，初级圈上的能量经次级整流二极管输出，故称之为单端反激式。

第一□ 开关□源的干□特性及其抑制措施

1.1

EMI

EMI 2-1



□ 2-1 □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ □ EMI □

□波器是一典型的低通□波器，使开关□源□生的一些高□脉冲干□□□它后得到极大的衰减，能□好的□除来源于□网或者□入□网的干□，使其符合 FCC、CE、VDE 等□准。

□中 L901、L902 □共模扼流圈，它是□在同一磁□上的两只独立的□圈，圈数相同，□向相反，在磁□中□生的磁通相互抵消，磁芯不会□和，主要抑制共模干□，感□愈大□低□干□抑制效果愈佳。□□□制的□波□感抑制共模干□的性能大大提高。L901、L902 分别□感□□ 2.0mH 和 15mH 的共模扼流圈。

C901、C902 □共模□容，主要抑制差模干□，即火□和零□分别与地之□的干□。□容□愈大□低□干□抑制效果愈好，在□里□用 102PF/250V。

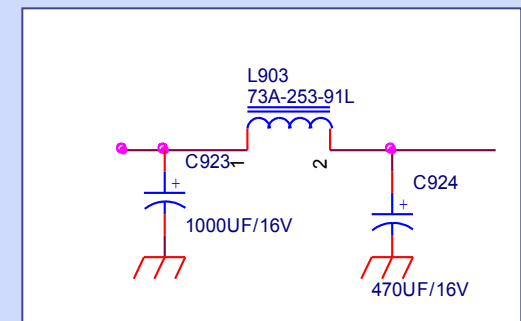
C903、C904 □差模□容，主要抑制共模干□，即抑制火□和零□之□的干□。□容□愈大□低□干□抑制效果愈佳，在□里□用 0.47uF/300V。有□□了降低成本也可将 C904 省去。

□中 CN901 □插座，接□网□□。F901 □保□□，□路中采用了□格□ 2A/250V 的保□□，它在高□□熔断，可防止□□在突□的高□□引起的破坏。NR901 □□温度系数□敏□阻，开机瞬□温度低，阻抗大，防止□流□回路的浪涌冲□。常温下其□格□ 5A/5Ω。R901、R902 □抗干□□容起泄放作用，可于关机后迅速消耗掉 C903 □存的□能，防止□□□耗元件。它□的□格都□ 1MΩ，一般采用金属釉材料。

□出端的干□抑制，主要也是靠高□□波器，□路□如下所示：

□波□感由于工作在直流大□流状□下，磁芯在□大的磁□强度下工作，容易包含，一旦□和，□感即失去□波作用。因此必□采用□和磁□强度很大的恒 μ 磁心，如□□□磁粉芯等金属磁芯。[2]

由于□出干□的□□相当丰富，从几十赫兹到几十兆赫兹均含分量。由于在高□的情况下，□波□容等效由□□容（C）、等效串□□阻（RES）和等效串□□感（LES）构成的串□□路。在工作□率 f 超□□容器的自□振□率 f_r □，□容器就起到□感的作用。



□ 1-2 □出端抑制□□干□□路

第二□ 脉□□制控制器 SG6841

2.1 PWM 控制器 SG6841 □介

目前，开关□源的集成化与小型化已成□□□，早期的 PWM IC 大多采用 UC384X 系列（如 UC3842、UC3843），但由于新□品越来越□体化及□保和安□要求越来越□苛的□□下，出□了 384XG 及 684X 等具有 Green Function 的 IC。Green Function □□保功能的意思，亦称之□ Blue Angel，其要求是在□□ 70W 以下的□源□品，当□□没有□输出功率的情况下，□入□源仍照常供□□，□路消耗功率必需小于 1W 以下。SG6841 是由 System General 崇□科技开□的一款高性能固定□率□流模式控制器，□□离□和 DC - DC □□器□用而□□。它属于□流型□端 PWM □制器，具有管脚数量少、外□□路□□、安装□□□便、性能□良、价格低廉等□点，可精确地控制占空比，□□□□□出，□□有低待机功耗和众多保□功能，所以，□□□人□提供只需最少的外部元件就能□得成本效益高的解决方案，在□□中得到广泛的□用。SG6841 有下列性能特点：

在无□□和低□□□□，PWM 的□率会□性降低□入待机模式以□□低功耗，同□提供□定的□出□□。

由于采用 BiCMOS，启□□流和正常工作□流减少到 30μA 和 3mA，因此可大大提高□源的□□效率。

SG6841 是固定□率的 PWM 控制器，它的工作□率通□一个外接□阻来决定，改□□阻□可□易改□□率。

内建同步斜率□□□路，可保□□□工作模式下□流回路的□定性。

内建□□□□□路可在一个□大的 AC □入范□内□□功率限制控制，并提供□□、短路保□功能。此外，□□有低□□□定（UVLO）功能，使工作更□定、可靠。

可通□外接一个□温度系数□敏□阻（NTCR）来□感□境温度以□□□温保□，也可利用□功能□□□□保□。

具有□□柱（即推拉□出□路）□出极，可□□良好的 EMI。其最大□出□□□位在 18V。

常用的 SG6841 有 8 脚 DIP 和 SO 两种封装，其各引脚功能分别如下所示：

GND：接地。

FB：反馈输入端。用于提供 PWM 信息，PWM 占空比就是由它控制。

Vin：启动电流输入端。SG6841 开始工作必须在 Vin 端提供一个启动电流。

RI：参考电阻端。通过接一个电阻接地来使 SG6841 提供一个恒定的电流，改变电阻阻值将改变 PWM 的频率。

RT：温度保护端。该端输出一个恒定的电流。在该端接一 NTCR 接地来感测温度，当该端电压下降到一定程度后会启动温度保护。在本电路中，该功能被用于高功率保护。

Sense：电流感端。当该端电压达到一个阈值时芯片会停止输出，从而保护电流保护。

VDD：电源供电端。

Gate：PWM 脉冲输出端。该引脚（即推挽输出路）驱动极功率开关管。

2.2 SG6841 内部结构与工作原理

1) 内部结构

SG6841 的 PWM 频率由

$50\text{kHz} \sim 100\text{kHz}$ 由 RI 决定

由 RI 决定 SG6841 的 PWM

频率由 PWM 频率

在本电路中，取 $R_i = 24\text{k}$ ，SG6841 的 PWM 频率为 70.42kHz 。

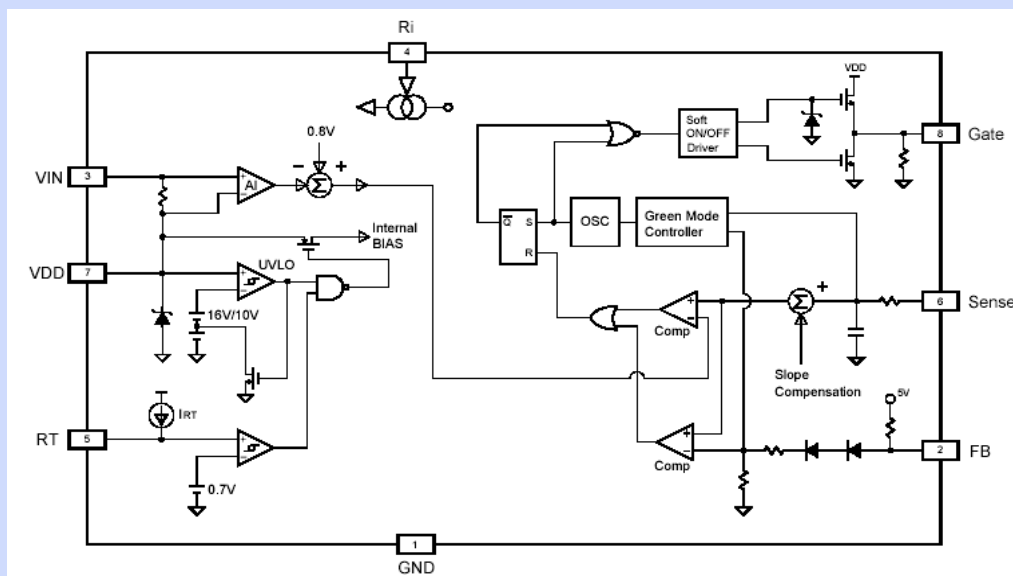


图 2-1 SG6841 内部框图

2) 欠压保护

SG6841 采用了欠压保护比较器来保护输出被短路之前，集成电路已完全可用。欠压保护回路其核心是一个滞回比较器，以防止在通断它各自的上限和下限的开关动作。它的开启电压为 16V，关断电压为 10V。在启动过程中，比较器反向输入端为 16V，当 VDD 为 16V 时，比较器输出低电平，SG6841 无法工作。当 VDD 升到 16V 时，欠压保护器输出高电平，SG6841 正常工作，同时 MOS 管导通，使比较器反向输入端为 10V。当 VDD 下降至 10V 时，欠压保护器的输出回到低电平，整个电路停止工作。SG6841 的 7 脚端接了一个 32V 的齐纳二极管，保护内部电路工作在 32V 以下，以防因电压过高损坏芯片。

3) 输出部分

SG6841 的 8 脚为输出脚，它是一个功率晶体管输出，专门用来直接驱动功率 MOSFET 的，具有降低功耗、提高效率和增强可靠性的作用。在芯片内部有一 18V 的晶体管与 Gate 端相接使输出电平位在 18V，可保护 MOSFET 免被击穿。通过控制 PWM 脉冲的上升与下降时间，可有效减少开关噪声，提高电源的 EMI，并提供稳定的 MOSFET 管 Gate 极驱动。在 1.0nF 负载下，它能提供高达 $\pm 1.0A$ 的峰值电流和典型 250ns 的上升时间和 50ns 的下降时间。它附加了一个内部电路，使得任何时候只要欠压保护有效，输出就进入灌模式，这个特性使外部下拉电阻不再需要。

4) 峰值电流比较器和脉冲宽度调制器

SG6841 作为峰值电流模式控制器工作，输出开关导通由振荡器开始振荡起始，当峰值电流到达 FB 反相端时停止。它在逐周基础上用差信号控制峰值电流。所用的峰值电流比较器 - 脉冲宽度调制器配置确保在任何一定的振荡周期内，有一个脉冲输出在输出端。

峰值电流通路插入一个与输出开关 Q901 的源极串联的以地为参考的取样电阻 R_s 形成。此电阻由峰值电流输入端 Pin6 Sense 提供，并与来自 Pin2 FB 端电压相比。通常取样电阻 R_s 为一小电阻。在正常的工作条件下，峰值电流由管脚 1 上的电阻控制，其中：
$$I_{pk} = (V_{FB} - 1.0V) / 3R_S$$

其中，VFB 比 FB 端低，1.0V 是在两个二极管上的压降，1/3 是两个电阻后的分压比。

当电源输出或者如果输出取负载失，异常的工作条件将输出。在某些条件下，输出流比比较器限制将被内部箝位至 0.85V。因此最大峰值开关电流：

$I_{pk}(\max) = 0.85V / R_s$ 当输入很大，取负载流将非常小，可通至高电平回路来驱动。在短路或其它原因引起功率管电流增加，为使提高 Sense 端电平升高，高 Sense 端的电平达到 0.85V，RS 触点的 R 端输入低电平，从而 Q 非输出低电平，SG6841 即停止脉冲输出，可以有效的保护功率管不受损坏，从而输出流保护。由此可得 $I_{pk}(\max) = 0.85V / R_s$ ，改变 R_s 即可改变其最大的输出功率。在本设计中取 $R_s = 0.3\Omega$ ，可得 $I_{pk}(\max) = 2.83A$ 。

在 SG6841 的 Sense 端产生的噪声会引起 PWM 输出脉冲的不稳定。在芯片内部 Sense 端接一个斜率补偿电路后，才接至比较器同相输入端，能有效地降低噪声的影响。良好的 PCB 布线和避免元件管脚太密也有利于减少噪声。而在 UC3841 的电路中需要在 Sense 端增加一个 RC 滤波器来解决同样的问题，可使 SG6841 的功能更强，外部电路更简单。

当 SG6841 正常工作，其内部振荡器产生振荡信号，此信号一路直接加到输出柱电路的输入端，另一路加到 PWM 脉宽调制 RS 触点的 S 端，RS 型 PWM 脉宽调制器的 R 端接输出流比较器输出端。当峰值电感电流未达到 FB 反相端电平，比较器输出低电平，此时 R 端输出低电平，Q 非端输出低电平；当峰值电感电流达到 FB 反相端电平，比较器输出高电平，此时 R 端输出高电平，Q 非端输出高电平。可见，FB 端电平越高，Q 非端脉冲越宽，同 Gate 端输出脉冲也越宽（占空比增大）；FB 端电平越低，Q 非端脉冲越窄，同 Gate 端输出脉冲也越窄（占空比减小），从而可实现 PWM 控制，使输出稳定。

SG6841 需要在启动时 Pin3 Vin 提供一 30μA 的启动电流以使芯片进行有效的自举。在电路中，将 Pin3 通过两个 1MΩ 的电阻接至 PFC 管的 DC 输出端，便可在 AC 输入 90V ~ 264V 的范围内实现 SG6841 的有效启动。

在 SG6841 正常工作后，其 Pin7 VDD 端必须提供 10V ~ 30V 电压给芯片供电。

2.4 高阻保护回路

SG6841 的 Pin5 RT 端恒定输出电流 I_{RT} : $I_{RT} =$

$$2 \times (1.3V/R_i)$$

$$I_{RT} \times R_{NTC} < 0.65V$$

RT 端输出电压 $0.65V$ PWM 频率

RT 端输出电压 $0.65V$ PWM 频率

SG6841

高阻保护回路如图 2-2 所示。当电网电压升高超过最大允许值，自整流桥输出的电压也将升高。若电压超过 $20V$ ，此 ZD901 被击穿，R912 就会产生压降。当这个压降有 $0.6V$ 将使 Q902 导通，拉低 Q901 的基极电位，使 Q901 也导通，使 SG6841 Pin5 通过 D903、Q903 直接接地，使 SG6841 迅速关断脉冲输出。同时 Q901 的导通也拉低了输入到 SG6841 Pin7 的电压，使 SG6841 停止工作。

2.5 待机工作模式

SG6841 具有 Green Function，支持 Blue Angel 模式。当低电压和无电压情况下，FB 端电压会有所降低，当其低于一个阈值，会进入节能模式，SG6841 的 PWM 工作频率会迅速降低至 $10kHz$ 左右，此时仍有稳定的 $12V$ 输出。如图所示即为待机功率开关管 D 极的电压波形。

FB 端电压 $10kHz$ $12V$ D 极电压

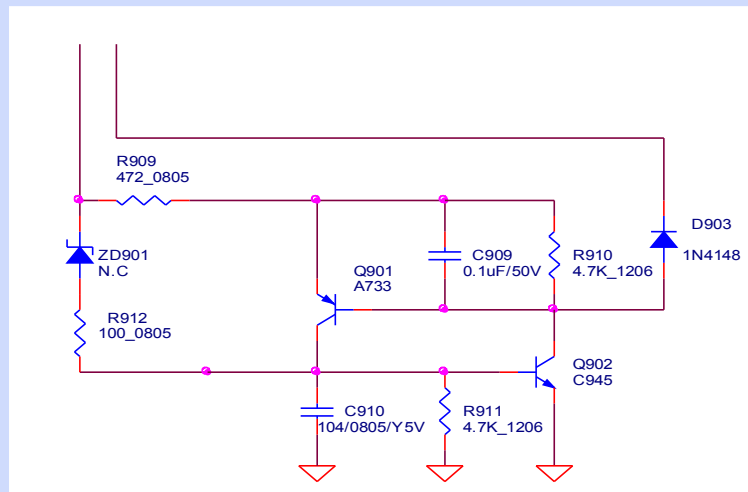
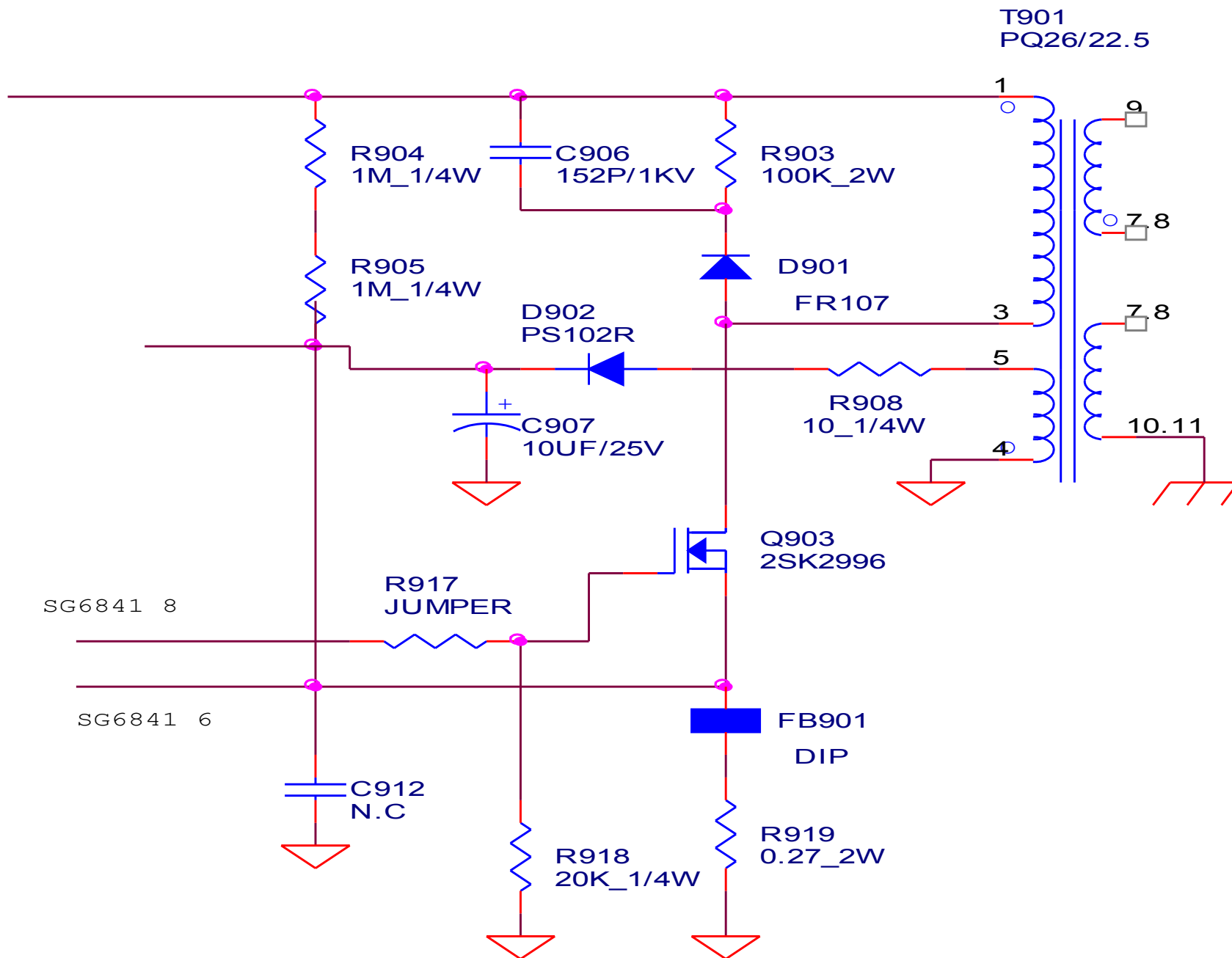


图 2-2 高阻保护回路部分电路



□ 3-2 □□ 3-3 □□□□□□□□

AC 90V/60Hz □

264V/50Hz □□ Gate □□□

PWM □□□□□□□□ AC □□

□□□□□□□□□□□□□□

70KHz □□□□□□□□□□□□

□□□□□□□□□□□□□□

□□□□□□□□□□□□□□

□□□ 12V □□□□□□□□□□

□ AC 90V/60Hz □□□□□

29.28% □□ 264V/50Hz □

□□□□ 16.55% □□□□□□

□□□□□□□□□□□□□□

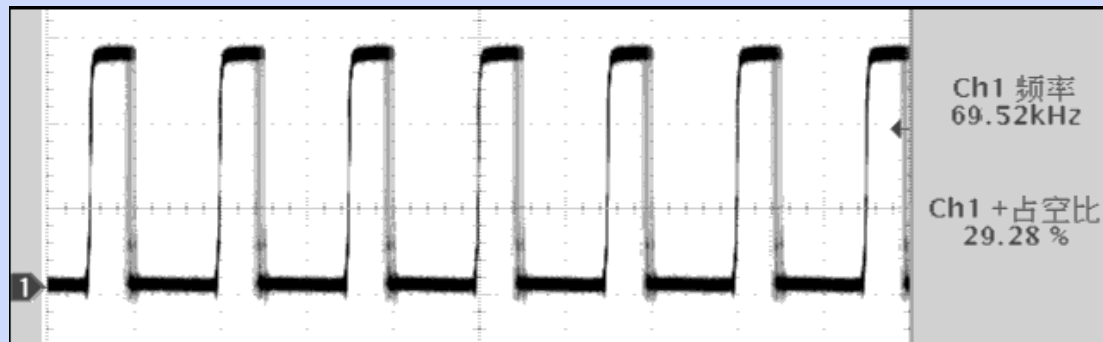
□□□□□□□□□□□□□□

□ 3-4 □□□ AC

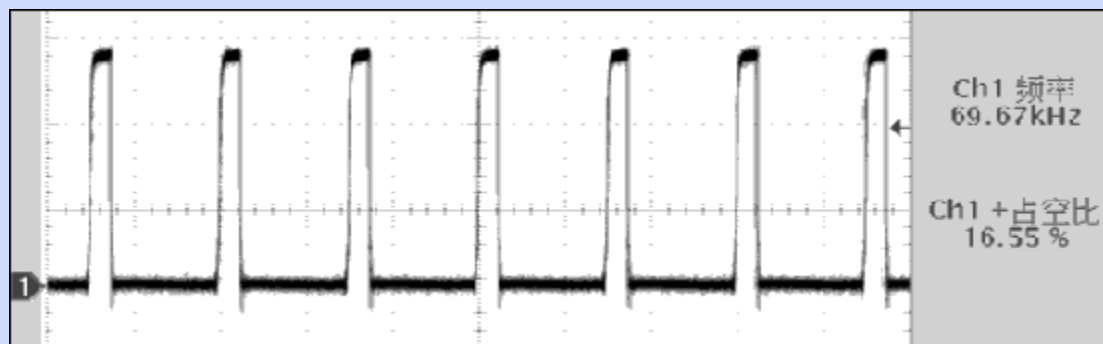
264V/90Hz □□ MOS □ D □

□□□□□

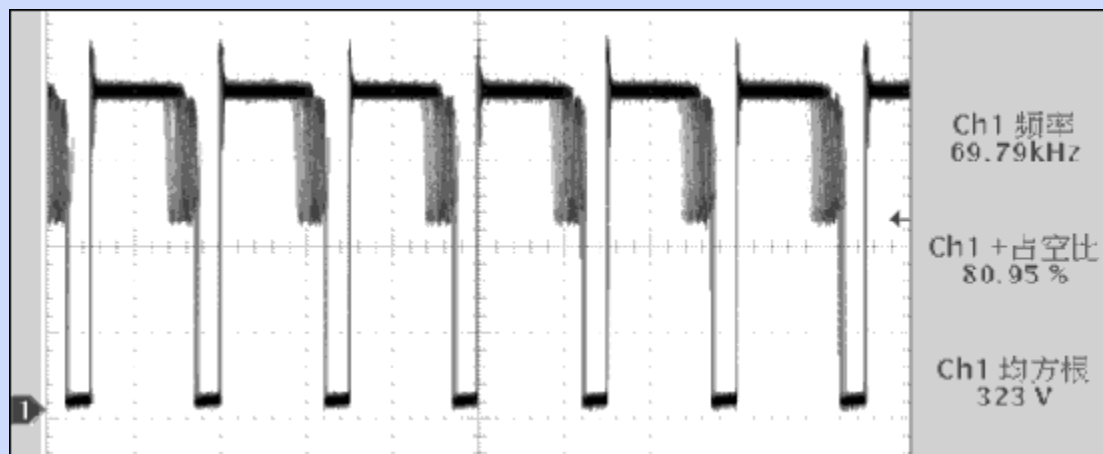
由于开关功率管 Q901 功耗
□大, □防止它□被在高温条
件下□□工作□累的□量□□
或工作异常, 需加一散□片。



□ 3-2 SG6841 Pin8 Gate □□□□□ Input AC 90V/60Hz □



□ 3-3 SG6841Pin8 Gate □□□□□ Input AC 264V/50Hz □



□ 3-4 Q901 D □□□□□ Input AC 264V/90Hz □

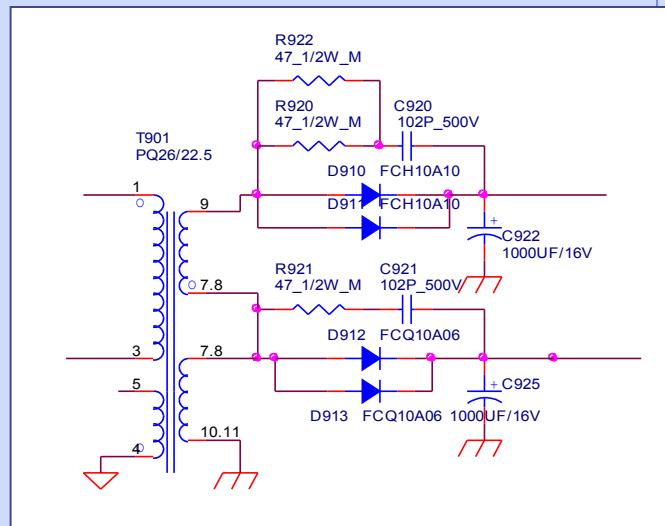
在□□器的□出端□有□出整流□波回路，□直流□□后的□□□行整流与□波，使之得到□定的□出。因□整流二极管 D 存在着反向恢复□□，在□通瞬□会引起□大的尖峰□流，它不□增加了 D 本身的功耗，而且使开关管流□□大的浪涌□流，增加了开通瞬□的功耗。一般采用快速恢复二极管或肖特基二极管作□整流二极管。在低□□、大□流□出的开关□源中整流二极管的功耗是其主要功耗之一。因此，当 $U_0 \leq 8V$ □，一般□用肖特基二极管来整流，其□点是，□通□□ $U_{on} \approx 0.4 \sim 0.6V$ ，□一般 PN □的一半，反向恢复快且有足够的反向□□。当 $U_0 > 8V$ □，一般□用快速恢复二极管整流，它□流。依据上述的要求，采用了两个同□的二极管的反向耐□可达到数百伏。同□，D 的□流平均□□大于□出集成□。它□分别由两个□格□ 10A/100V 的快速恢复二极管并□而成。□□可使整流达到□佳的效果。

当□出整流二极管两端加反□□，由于二极管中□存□荷，也将有□大的浪涌□流□生，因此在二极管及□出□□中将有很大的噪声。在整流二极管上并接一 RC（R919、R920、C913）回路，可吸收上述干□。

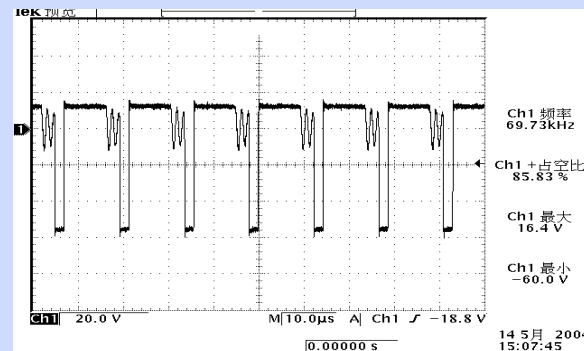
L903、C916 和 C917 □成□出端抑制□□干□□路，□在上文已做了□□介□。

由于整流二极管 D910、D911 功耗□大，□防止它□被在高温条件下□□工作□累的□量□□或工作异常，需加一散□片。

此外，若在□□器次□在增加一些□□，通□□用合适的匝数比，便可得到不同等□的直流□□□出，□□示器的其它□路提供□□，但□会使□□取□反□回路□得复□，且□□效果□差。除此以外，□可外加一些 DC - DC □□□路来将 12V 的□出□□□□□ 5V 等其它需要的直流□□。



□ 3-5 □□□□□□□□



□ 3-6 □□器次□□□□□出□□波形

第四 取和反回路

4-1 内部原理图 IC902
IC903 SG 6841 PIN2 FB L903

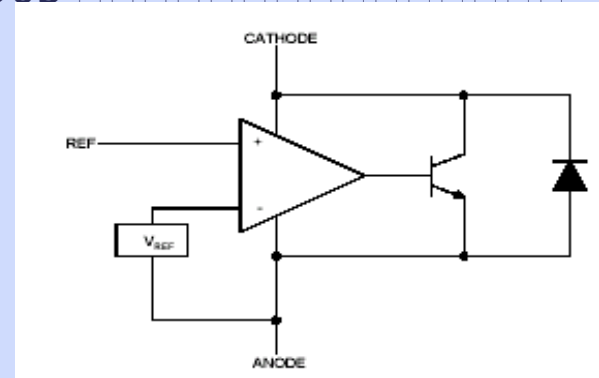


图 4-1 TL431 内部原理图

输出端 12V 由 R925 和 R926 分压后接入 TL431 的 REF 端，其中 R925 的阻值 4.3K，R926 的阻值 2.4K。当电源正常工作，输出 5V 的分压后接入 TL431。

12V 接入 REF > 2.5V，TL431 内部 NPN 管 IC902 的基极通过 2 号引脚 PC123Y24P 的 CTR 值约等于 1 接入 PC123Y24P 的 4 号引脚 SG6841 PIN2 FB 引脚 PIN6 Gate 引脚 TL431 内部 NPN 管的基极 SG6841 PIN2 FB 引脚 PIN6 Gate 引脚 R936 C929



第二章 Inverter 原理

以前，我们公司 INVERTER 大部分都是采用 Royer 回路，而 Mitsubishi TV 采用一种全桥式的回路。

下面我来介绍一下 Royer 回路与全桥式回路的不同工作原理：

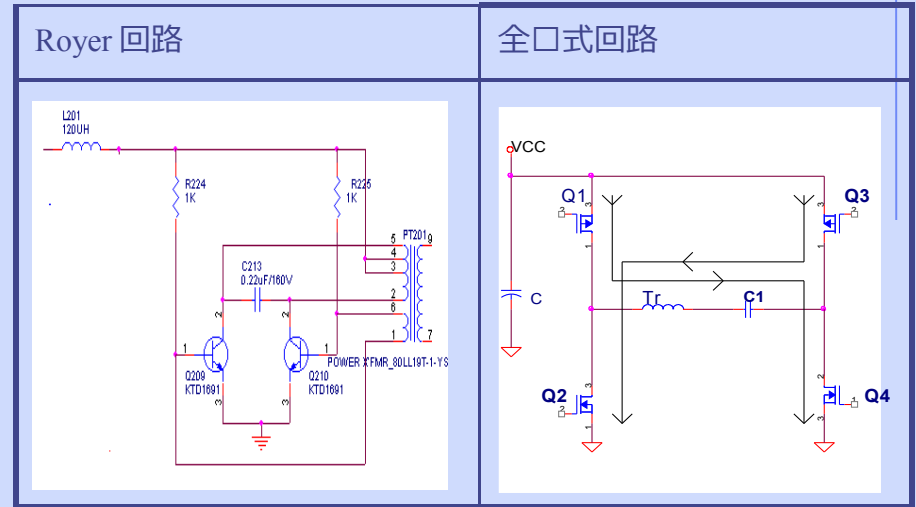
Royer 回路是根据通断电阻 R224/R225 提供开关晶体管的基极电流使其通、断工作，并利用变压器的特性和特性，要求采用矩形磁滞回线的磁芯，这种变压器的回路结构，

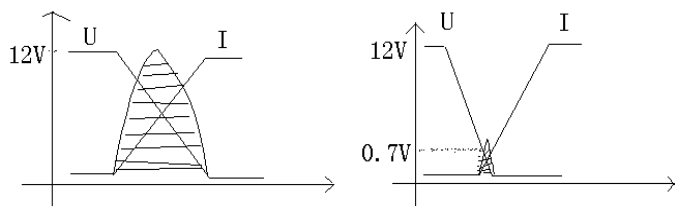
使用磁芯和，不磁芯耗电大，而且晶体管在截止前输出大 I_c 峰值电流，开关管耗电大。适用于几十 W 输出功率的电源，目前我们采用 Royer 回路的效率大约 75 % ~ 85 %。

(1) 全桥式回路是采用 4 个开关晶体管 Q1/Q2 和 Q3/Q4 接成桥路，采用 Q1/Q4 和 Q2/Q3 交替通 / 断工作，变压器初级上施加交流电压的方式，适用从几十 W 到几千 W 的输出功率，由于它采用了零电压切换方式，因此开关管的功率损耗很小，其效率大约在 80 % 以上。

第一 全桥式回路工作原理

开关管与采用零电压切换开关晶体管的差异，如下：





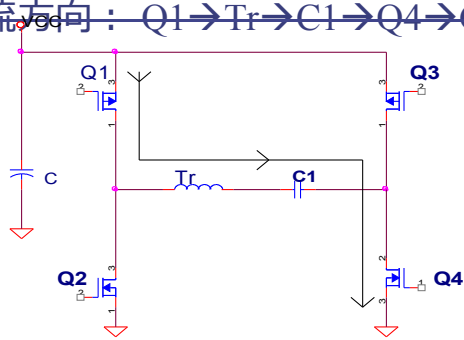
传统开关管由于没有采用零电压切换，开关管的功率损耗很大。

采用零电压切换后，开关晶体管自身功率损耗非常小，故全桥式电路，开关晶体管温升较低，效率较Royer回路高，适合做大功率电源。

Stage0: 初始状态

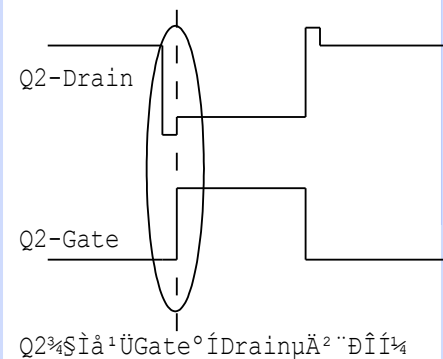
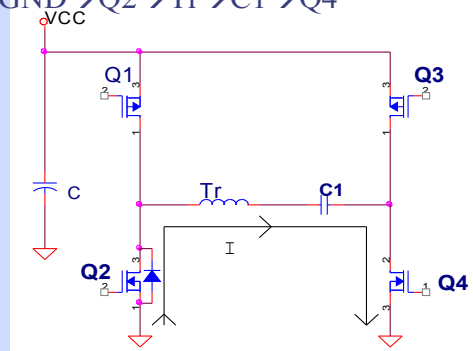
$Q1 \Rightarrow \text{On}; Q4 \Rightarrow \text{On}$

电流方向: $Q1 \rightarrow Tr \rightarrow C1 \rightarrow Q4 \rightarrow GND$



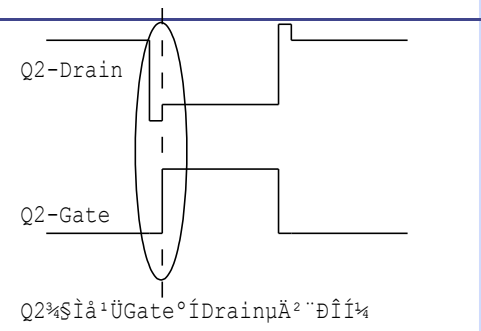
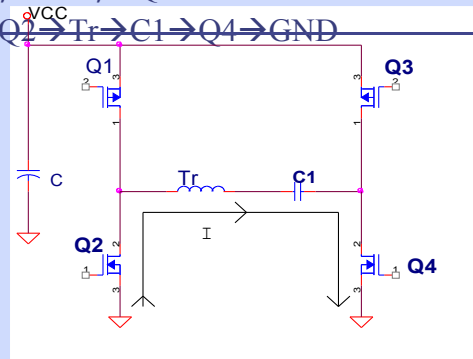
Stage1: $Q1 \Rightarrow \text{Off}; D(Q2) \Rightarrow \text{On}; Q4 \Rightarrow \text{On}$; 当 $Q1 = \text{Off}$ 时，由于电感器一次侧存在自感电流，使得电感器一次侧的电流不能立即中断，故当 $Q1 = \text{Off}$ 时， $Q2$ 自身的二极管 D 被打开，此电流方向：

$GND \rightarrow Q2 \rightarrow Tr \rightarrow C1 \rightarrow Q4$



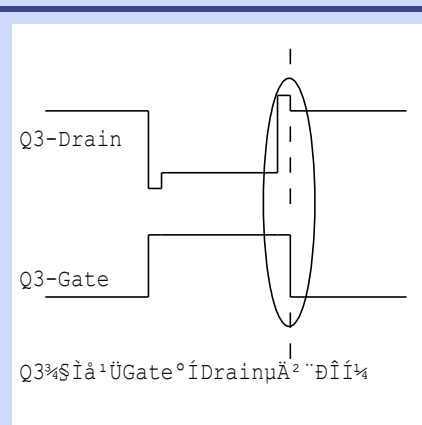
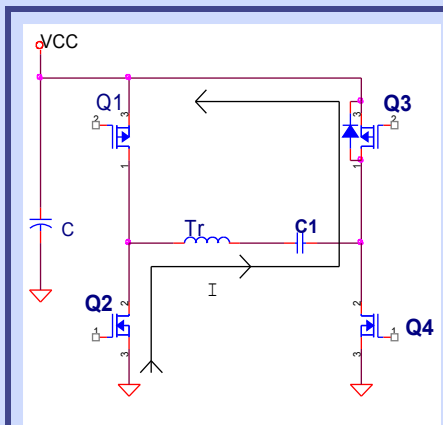
Stage2: $Q2 \Rightarrow \text{On}; Q4 \Rightarrow \text{On}$, 当 $Q2$ 自身二极管被打开时，在二极管的 Source 和 Drain 之间的电压 $V_{DS} = -0.7V$ ，因此， $Q2$ 晶体管有零电压切换功能。此电流方向：

$Q2 \rightarrow Tr \rightarrow C1 \rightarrow Q4 \rightarrow GND$



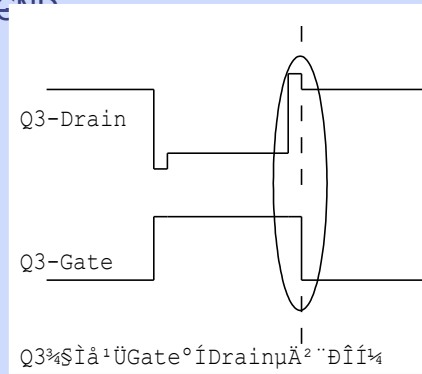
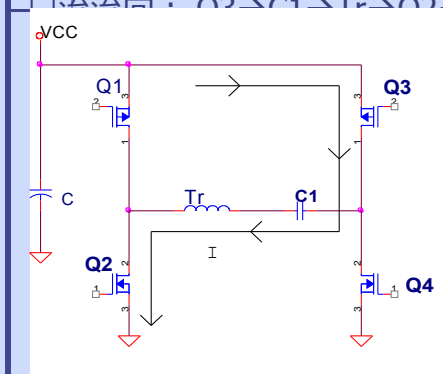
Stage3: $Q2 \Rightarrow \text{On}; Q4 \Rightarrow \text{Off}; D_{Q3} \Rightarrow \text{On}$, 此时，由于电感器一次侧的电流不能立即中断，只能打开 $Q3$ 自身二极管进行续流，电流流向：

$GND \rightarrow Q2 \rightarrow Tr \rightarrow C1 \rightarrow D_{Q3}$



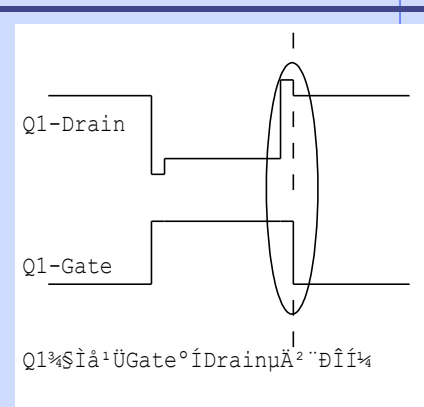
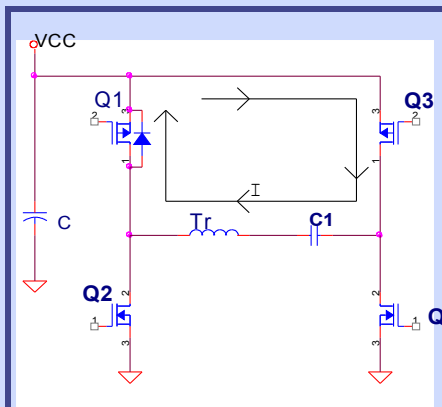
Stage4: $Q3 \Rightarrow \text{On}$; $Q2 \Rightarrow \text{On}$, 当 $D_{Q3} = \text{On}$, 开关晶体管 Q3 的 Source 和 Drain 之间的 $V_{DS} = -0.7V$, 开关晶体管 Q3 被打开, 因此, 晶体管 Q3 具有零电压切换功能。

电流流向: $Q2 \rightarrow C1 \rightarrow Tr \rightarrow Q3 \rightarrow GND$

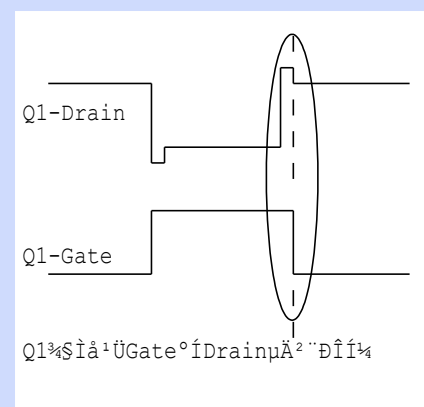
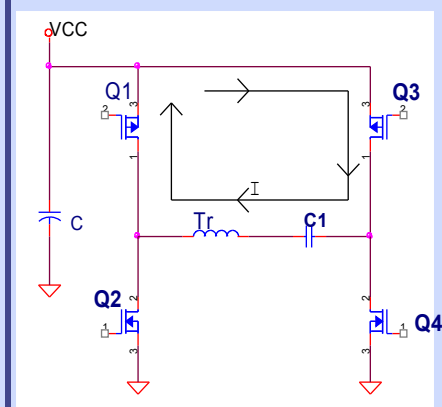


Stage5: $Q2 \Rightarrow \text{Off}$; $D_{Q1} \Rightarrow \text{On}$; $Q3 \Rightarrow \text{On}$, 当 $Q2 = \text{Off}$ 由于器件一次存在自感, 使得器件一次的电流不能立即中断, 故当 $Q2 = \text{Off}$, $Q1$ 自身的二极管 D 被打开,

电流流向: $Q3 \rightarrow C1 \rightarrow Tr \rightarrow D_{Q1} \rightarrow Q3$

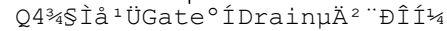


Stage6: $Q1 \Rightarrow \text{On}$; $Q3 \Rightarrow \text{On}$, 开关晶体管 Q3 的 Source 和 Drain 之间的 $V_{DS} = -0.7V$, 开关晶体管 Q3 被打开, 因此, 晶体管 Q3 具有零电压切换功能。

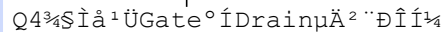


Stage7: $Q1 \Rightarrow \text{On}$; $Q3 \Rightarrow \text{Off}$; $D_{Q4} \Rightarrow \text{On}$, 当 $Q3 = \text{Off}$ 由于器件一次存在自感, 使得器件一次的电流不能立即中断, 故当 $Q2 = \text{Off}$, $Q4$ 自身的二极管 D 被打开,

电流流向: $GND \rightarrow D_{Q4} \rightarrow C1 \rightarrow Tr \rightarrow Q1$



Stage 8: 开关晶体管 Q4 的 Source 和 Drain 之间的 $V_{DS} = -0.7V$, 开关晶体管 Q4 被打开, 因此, 晶体管 Q4 具有零功耗切换功能。电流流向: $O1 \rightarrow Tr \rightarrow C1 \rightarrow Q4 \rightarrow GND$



第二□ OZ960 □用分 析

1. PIN1 □ CTIMR: 此 PIN 外接一个大□□ 1uF □容到地, 当 OVP 脚 PIN 的□□达到 2.0V □, 第一 PIN 的 IC 内部开关被打开, 一个□ 3.0uA □流□□容 C239 □行充□, 当 CTIMR □□达到 3V □, IC 启□内部的保□功能, □□ IC 就被关□, 通□□□ C239 □容的□□可以确定 IC 被保□的一个□□点, 下面就来□□如何□算 IC 的保□□□点:

$$\text{因 } Q = I * t = V * C \Rightarrow t = (V * C) / I$$

当 C239 □□被冲到 3v, C239=1uF □, $t = (3v * 1uF) / 3.0uA = 1 \text{ 秒}$

2. PIN2 □ OVP: 此 PIN □□□□保□ PIN, □出□□被反□到□一 PIN 上, 当灯管被 OPEN 或是灯管坏掉□, OVP 的□□就会升到 2V, 此□ CTIMR □容被充□, 当 CTIMR 被充到 3V □, IC 就会启□内部的保□功能, IC 停止工作。

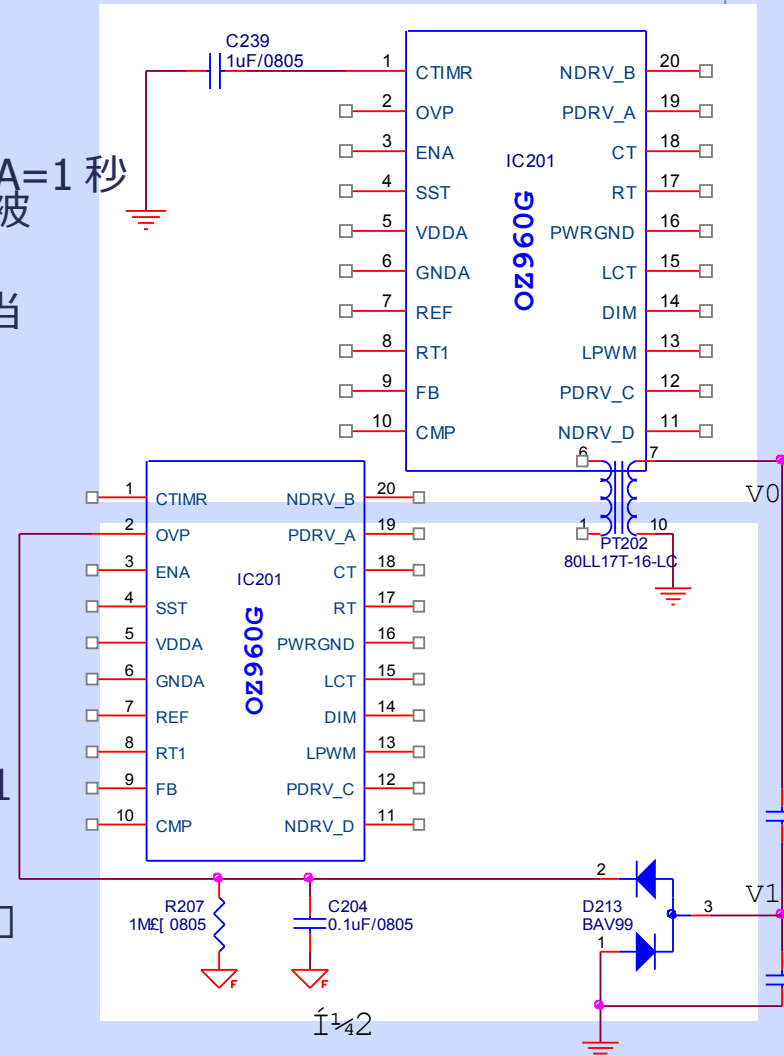
下面就来□算如下□ 2 所示□□ V0 到底多大才能使 OVP 脚到达 2V。

$$V1 = [C4 / (C4 + C6)] * V0$$

$$V1 = V_{OVP} + V_D = 2.0 + 0.7 = 2.7V$$

$$V0 = [(C4 + C6) / C4] * V1 = [(12p + 18n) / 12p] * 2.7 = 4100V_{P-P}$$

也就是□只有□出□□的峰—峰□达到大于 4100 以上□, OVP □□才能到达 2V。□ 2 中 R207/C204 □峰□□□□路, 其 C204 有□□□起到平滑的作用。



3. PIN3 □ ENA : IC 启□□路,

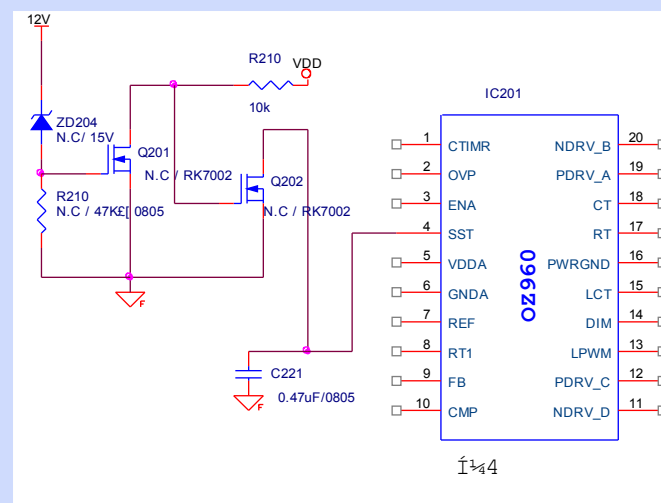
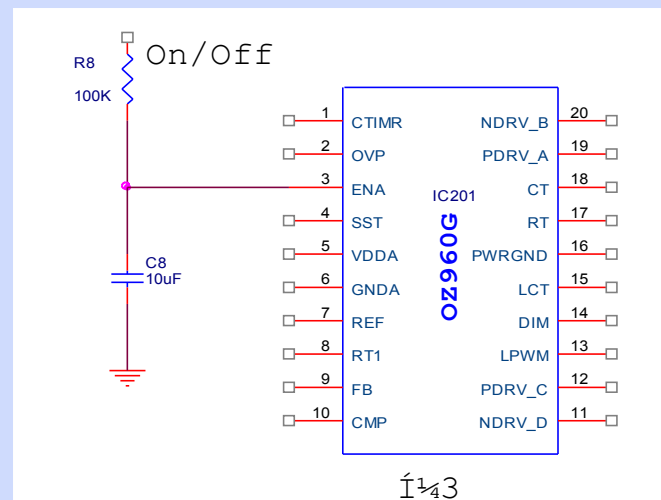
当 $ENA > 1.5V \Rightarrow IC = On$

当 $ENA < 0.8V \Rightarrow IC = Off$

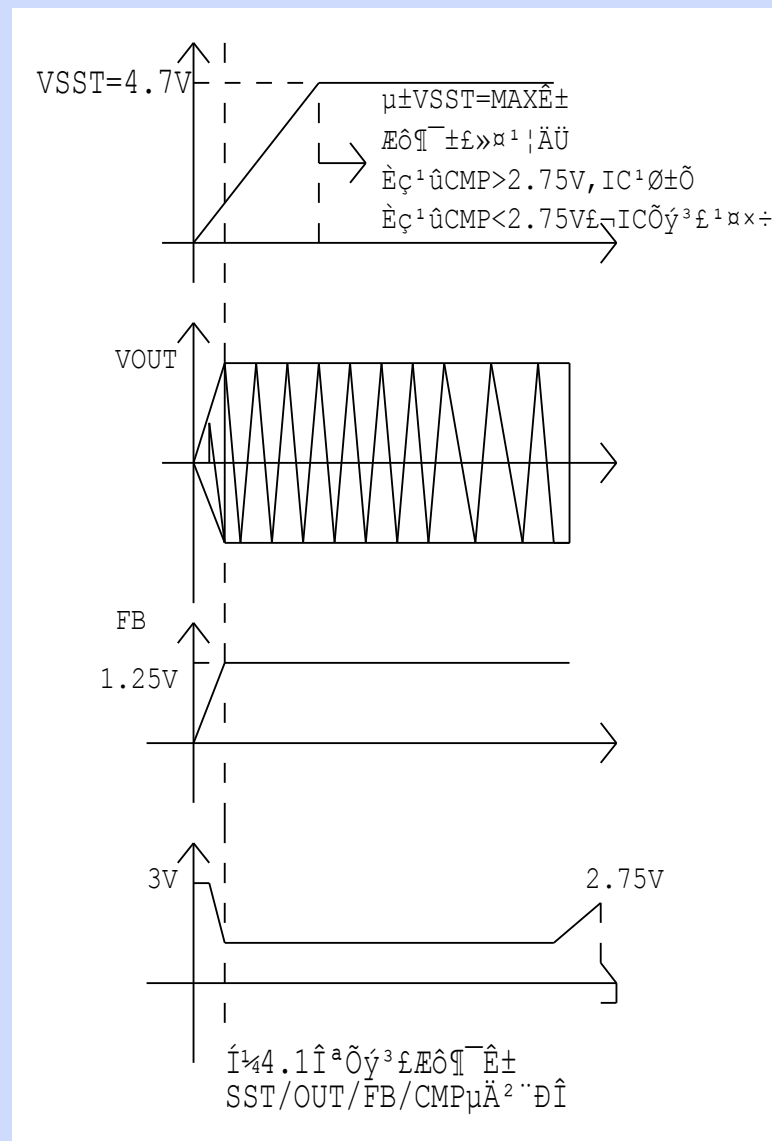
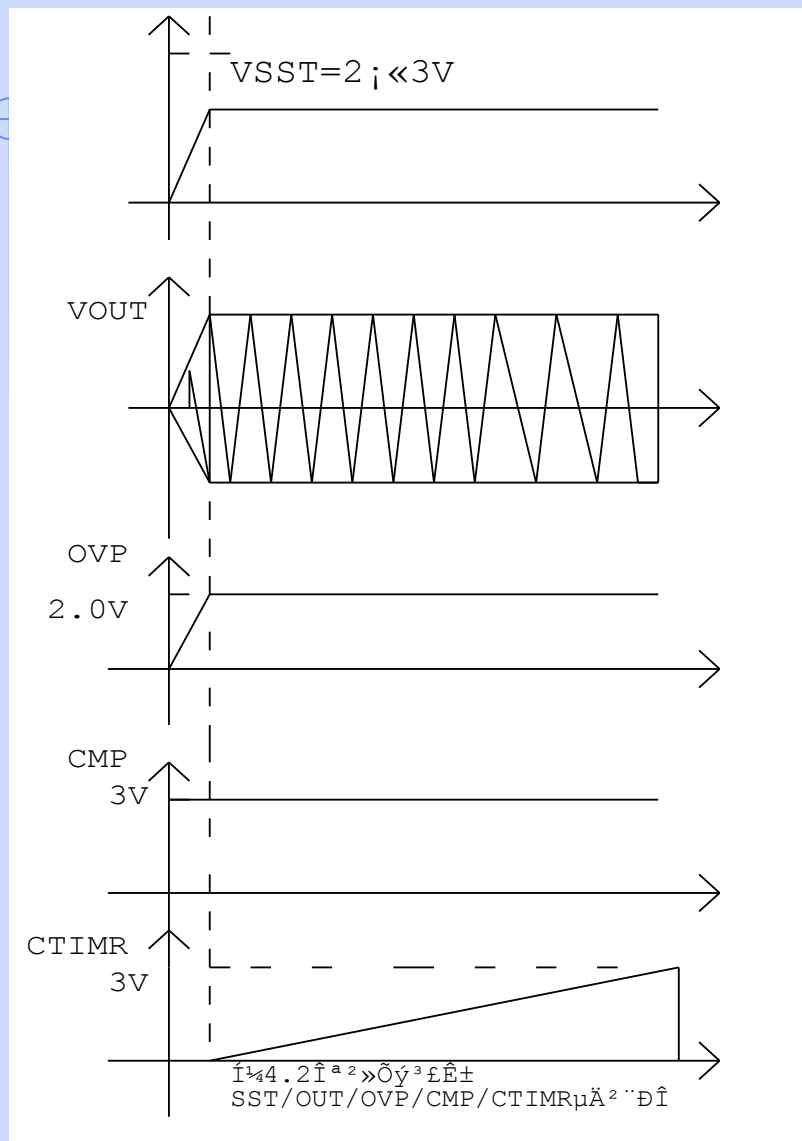
如下□ 3 所示, 其中 C8 的作用是□ ENA 脚慢慢地升到 1.5V, □容 C8 充□从 0V 到 1.5V 大□需要 0.6mS

4. PIN4 □ SST: □ PIN 做□□启□, 接□一个□容 C221 到地提供一个□启□功能, 当 INVERTER 启□□, 它提供一个 6uA 的□流□ C221 □行充□, SST 的□□不断的上升, □□器一次□的 Duty 也慢慢的增大, 即□出□□随着 SST □□的上升而上升, 当□出□□增加到启□□□□, 灯管被打开, □就减少了在启□□的冲□□流, 避免了□ INVERTER 零件和 CCFL 灯管在 Turn-On □不必要的□坏。如下□ 4 所示, 另外 Q201 和 Q202 的作用是在□入低□□能够重新□行□启□, 其原理是: 当□入□□ VIN □小□, IC 停止工作, 且 Q201 基极□□□得很低, 此□ Q201 工作在截止区, □□ Q202 基极□□升高□ VDD, Q202 □通,

SST □位被拉低□□ 0V, 当 INVERTER □入□□又恢复到□高如 12V □, ZD904 □流增大, Q201 的基极□位被升高一定□□, Q201 □通, 接着 Q202 基极□位被拉低□低□, Q202 又截止, 此□, IC 内部一个 6uA 的□流□ C221 □行充□, 当充到一定□□, 随着□□器二次□□□不断升高, 升到启□□□□, 灯管又被点亮, 故此□路是一个重新□启□的回路。



在正常启口或是在灯管开路 and 坏掉等不正常情况来分析 SST/OUT/FB/CMP 的波形。



5. PIN7 REF: 此 PIN 出 2.5V 的基准电压，因该电压不太稳定，故通常不接到任何电路中，只在此 PIN 串一个电容。

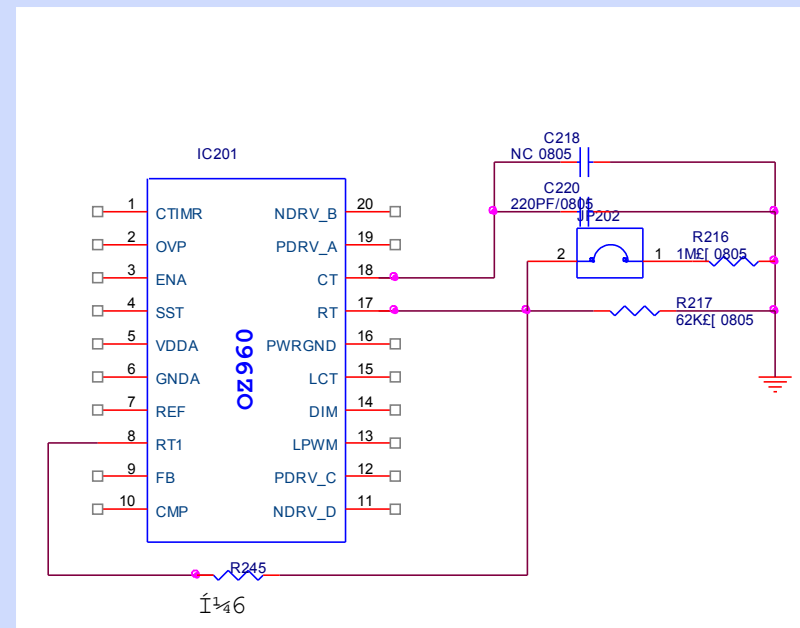
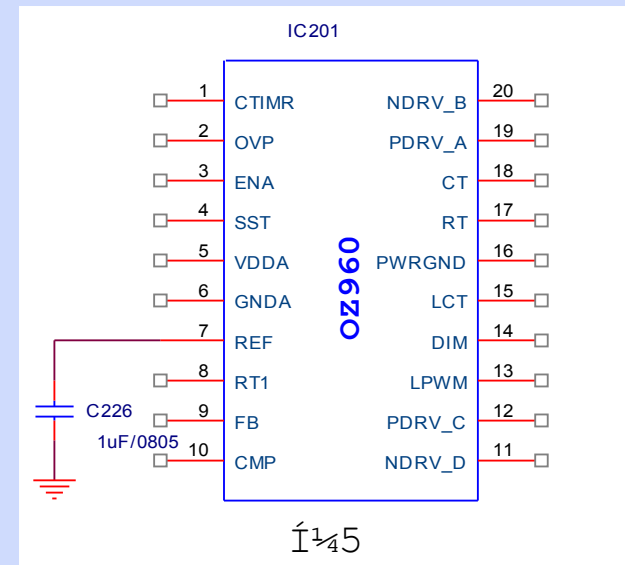
6. PIN8 RT1: 此 PIN 串一电阻 INVERTER 后提供一个更高频率的输出以便启动电感更高。在启动电感与 RT 和 CT 共同决定输出频率的公式。在启动时，RT1 在 IC 内部被接到地，此 $RT = R_{217} // R_{245}$

IC 输出频率 $F_s = (70 \times 10^4) / (RT[K\Omega] \times C_{220}[pF])$

当正常工作后 RT1 与 IC 内部地断开，此

IC 输出频率 $F_p = (70 \times 10^4) / (R_{217}[K\Omega] \times C_{220}[pF])$ 又因 $RT < R_{217}$ ，所以 $F_s > F_p$ 即启动频率大于工作频率。

7. PIN9 FB; 此 PIN 接受一个半波整流平均电压，该电压可以决定灯管输出电流。通过一个 Sense 电阻 R258, FB 的反相输入与 IC 内部一个 1.25V 的基准电压进行比较，内部差分放大器输出脚 CMP 用来控制 Power mosfet drive 脉冲方波的移位来调整逆变器一次侧的 Duty，就使灯管电流不断地被调整。以便当 DIM 固定时，能够输出一个稳定的电压。



PIN10 速率脚，它是 IC 内部差放大器的输出端通一个电容 C11（大约 560pF）与 FB 脚行接作反回路的（速率回路是一个分路，清大学写的模子技基 P332），COM 脚控制 Power mosfet drive 脉冲方波的移位来整灯管流。在灯管启时，此 PIN 的位是个高位（大于 2.75V），因在启时没有灯管流被分到，FB 是个低位，当灯管点燃后，FB 脚位上升且 CMP 位下降到正常的工作位，在正常工作，CMP 也提供一个触信号灯管开路保护，如：在 INVERTER 工作灯管被突然移开或是灯管坏掉，FB 位下降，且 CMP 上升，当 CMP 上升到大于 2.75V 时，IC 被关。

下面我再再来算一下 INVERTER 灯管流：

u0 整流二极管在整流之前的瞬时表达式， $V_{rms}=U_2$ 整流二极管在整流之前的有效；如果灯管流最大 I_{rms} 7mA, 那么 $R_{sense} = R258$ 取多大呢？

我从 7 可以看出差放大器具有深度反，故工作在负性区域，根据运入工作在负性区具有虚断的特点可知

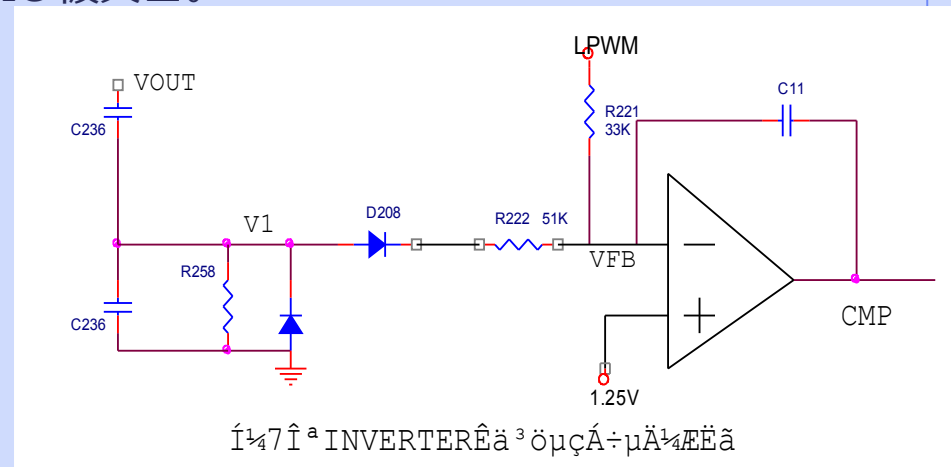
$$U_0 = V_{FB} = V_- = V_+ = 1.25V$$

$$u_o = 1.414 * V_{rms} * \sin(\omega t)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) = \int_0^{2\pi} \cos(\omega t) d(\omega t) = 0.45 U_2$$

所以：

$$I_{rms} * R258 = U_2 - 1.25V = 0.45 * 7mA * R258 \quad \text{故 } R258 = 396\Omega, \text{ 通常我会取一个 } 400\Omega \text{ 的阻}$$



8. 如图8所示, PIN14 接 DIM, 接 PIN 控制低 PWM 信号产生低 Burst-Mode 方波; PIN15 接 LCT, 接 PIN 外接一个电容 C224 到地, 产生一个最低 1V, 最高 3V 的三角波, 接 PIN 的各位和 DIM 各位并行比较来控制 LPWM 的占空因子且所产生的频率
 $F=1490/C224$; PIN13 接 LPWM, 当 $DIM > 3V$ 时, $LPWM=LOW$; 当 $DIM < 1V$ 时, $LPWM=HIGH$; 当 $1V < DIM < 3V$ 时, $LPWM$ 输出脉冲波, 如图8.1所示。

下面如图8所示, 我来分析一下当 V_{DIM} 的范围确定时, 怎么来求电阻 $R1/R2/R3$ 的阻值大小。

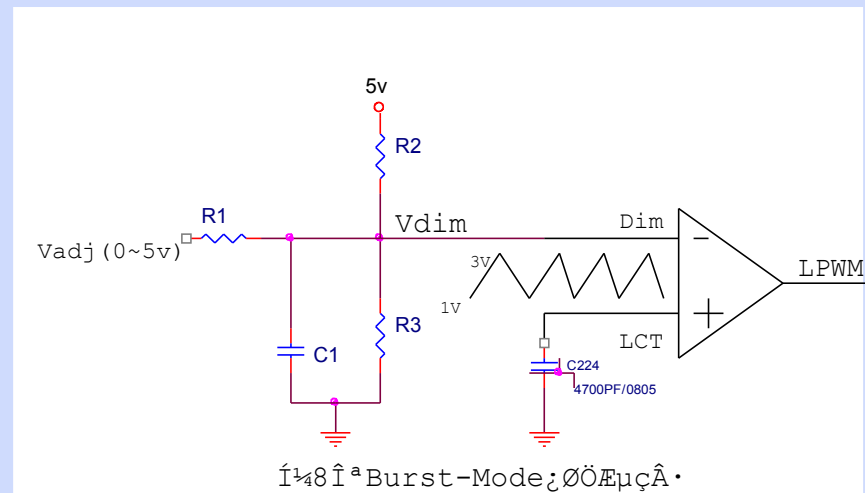
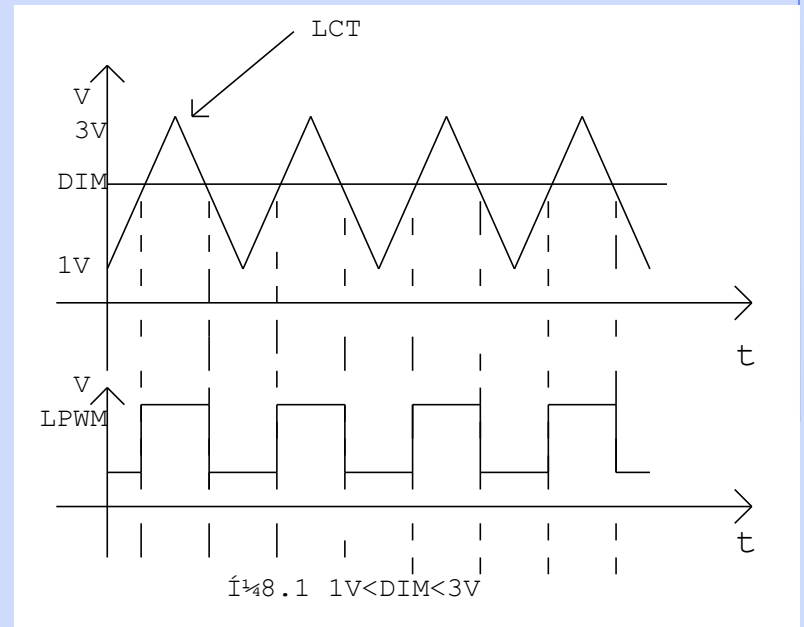
当灯管电流 $I=3.5mA-8.0mA \rightarrow$ Duty-cycle=43%-100%

$\rightarrow V_{DIM}=0.9V-2.1V$

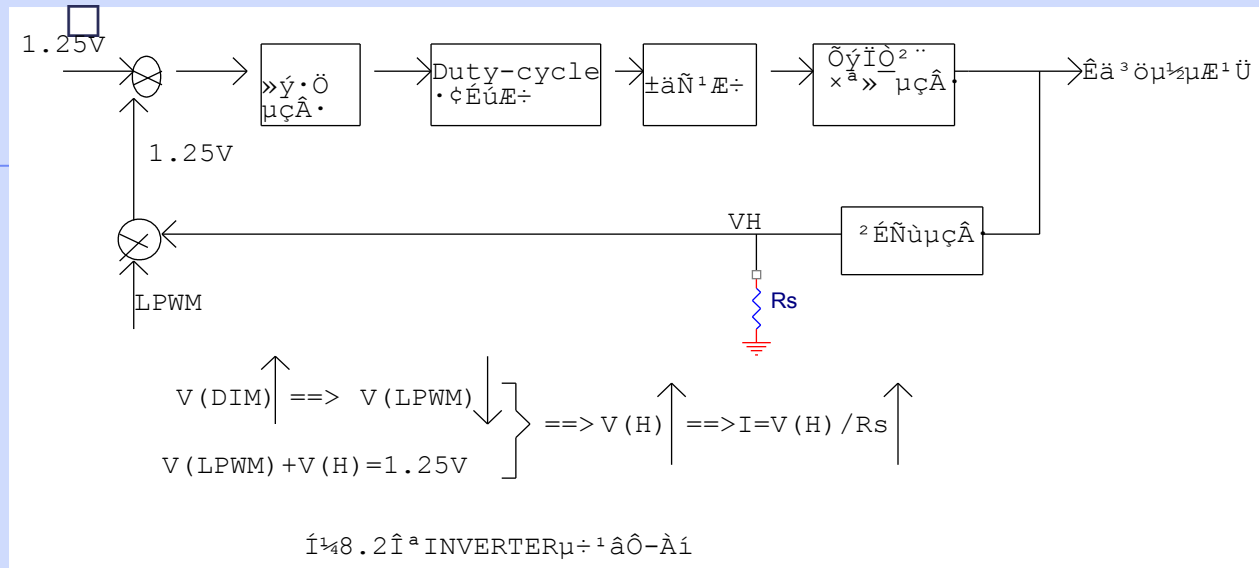
如果 $V_{adj}=0V$ 时, 有: $0.9/R1 + 0.9/R3 = (5-0.9)/R2$

如果 $V_{adj}=5V$ 时, 有: $(5-2.1)/R1 + (5-2.1)/R2 = 2.1/R3$

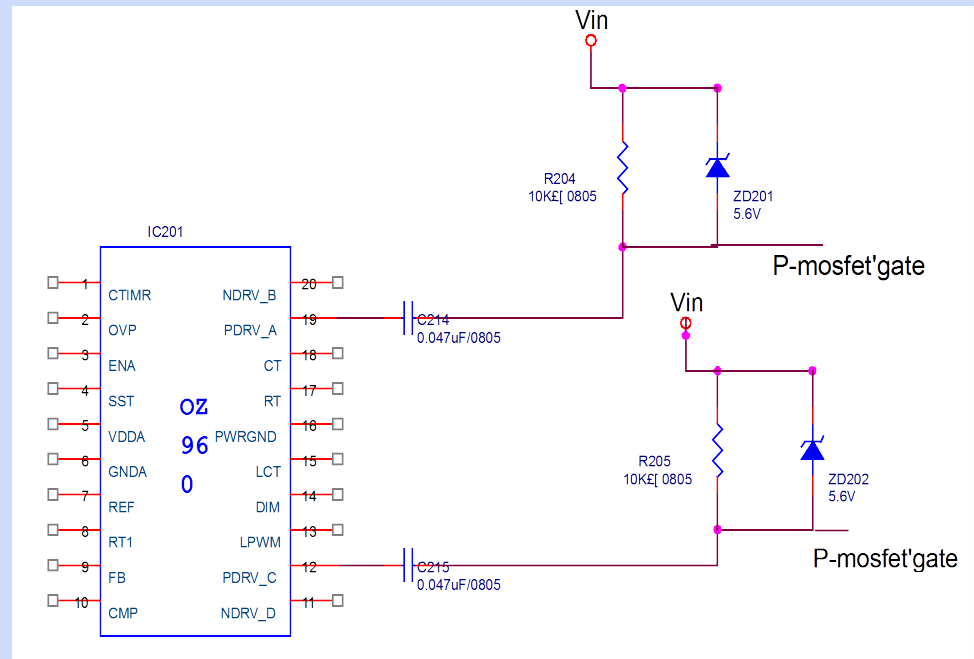
当我确定 $R1=270K$ 时, 就可以算出 $R2=360K, R3=111.7K$, 通常会取 $R3=100K$ 。

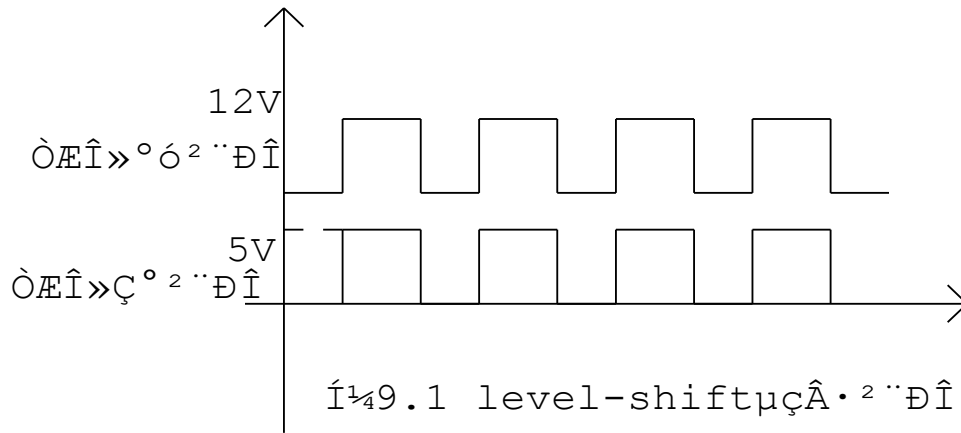


8.2 INVERTER 光一个大概的原理



9. PIN11 和 PIN20 □ N 沟道 MOSFET □ □ □ 出 ; PIN12 和 PIN19 □ P 沟道 MOSFET □ □ □ 出 ; □ 9 是由 C214/R204/ZD201 和 C215/R205/ZD202 □ 成了水平 - 移位 □ 路, 因 □ PDRV_A 和 PDRV_C 的 □ 出高 □ 位是 5V , 而 P-MOS 做开关切 □ □ 需大于 5V, 故 PDR 的 □ 位必 □ 被 移位



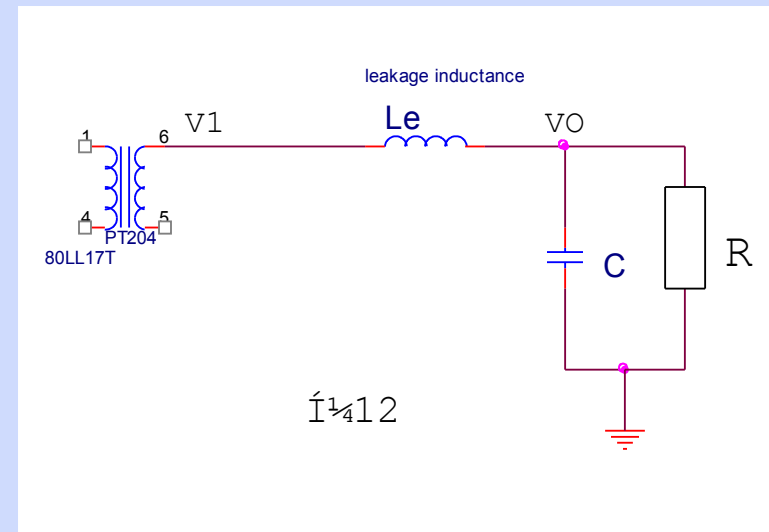


第三 出端 振 路

(一) 12 LC 串 振 路，此部分 路是将 器一次 的方波都 LC 振，使 化成正弦波，此 路的 是将方波分解出来的一次 波以后的 振波通 漏感与 容 C (容在 率很高，相当于短路，故方波分解出来的高次 波直接通 容 C 流到地) 吸 收了

(任何一个方波都可用傅里叶公式

$F(t) = (4A_m/3.14) * (\sin \omega t + 1/3 \sin 3\omega t + \dots + 1/k \sin k\omega t)$ 展开，其式中 A_m 方波的振幅， k 奇数，其第一 ($4A_m/3.14$) $\sin \omega t$ 基波，第二 ($4A_m/3.14$) $1/3 \sin 3\omega t$ 一次 波)



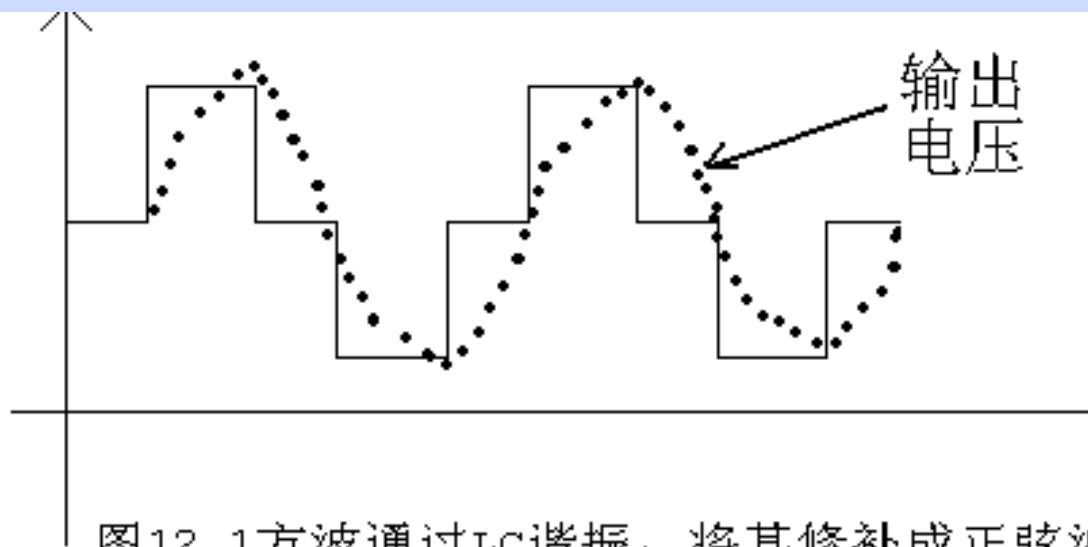
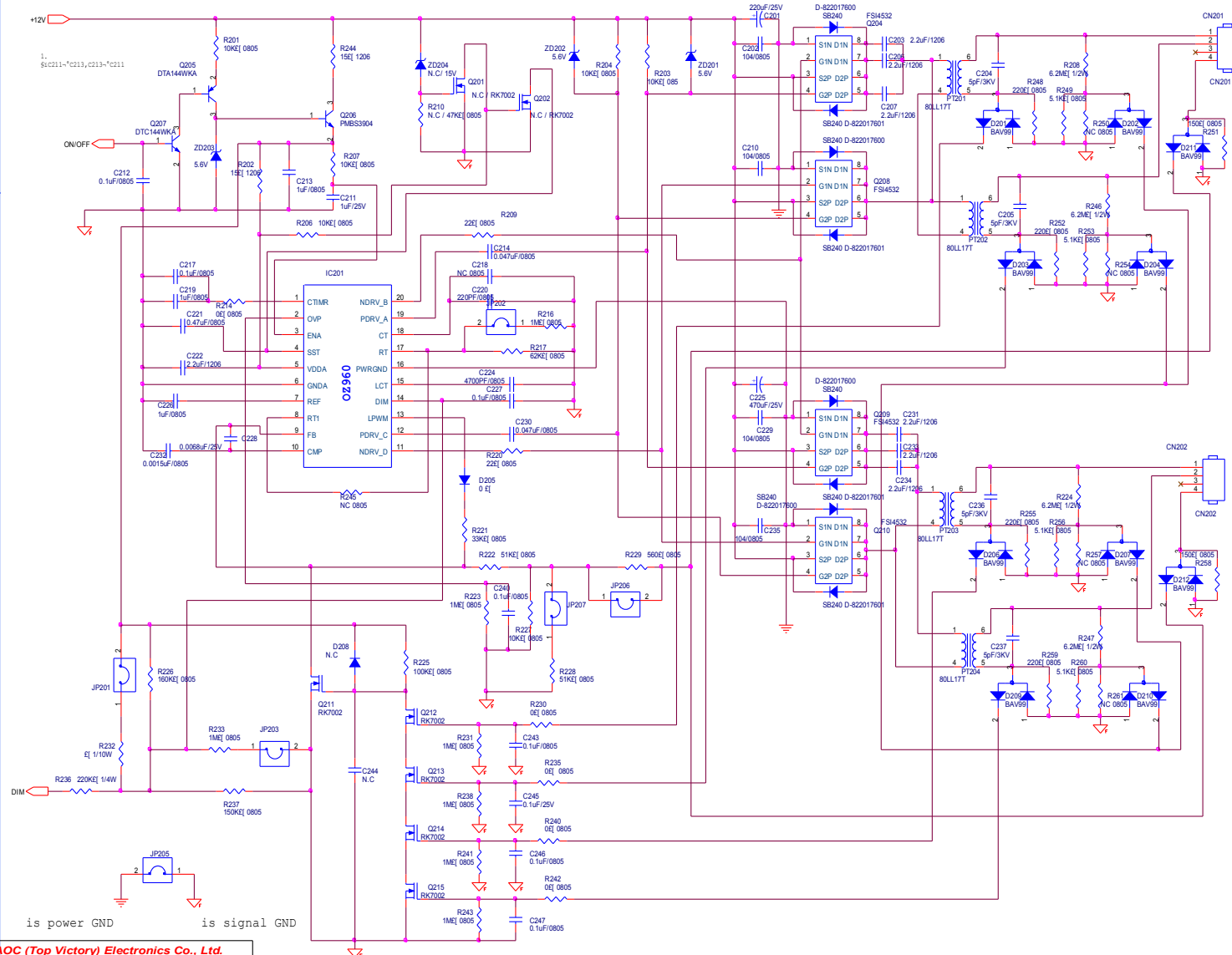


图12.1方波通过LC谐振，将其修补成正弦波


如：当方波从低电平跳动高电平时，由于漏电感有抑制作用，使输出波形慢慢上升到最大，当方波从高电平跳到低电平时，由于漏电感有抑制作用，使输出波形慢慢下降到最小

OZ960 在 Mitsubishi TV 中的□用如下□



AOC (Top Victory) Electronics Co., Ltd.		
File PWTV1742FJB1		
Size	Document Number	Rev
Custpm	Thursday, March 25, 2004	2
Date	Sheet 2 of 2	

(Mitsubishi TV Inverter □路□)



THE END!